

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-264347

(43)公開日 平成5年(1993)10月12日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

G 0 1 J 1/44

H 0 4 B 10/04

10/06

識別記号

庁内整理番号

F 8117-2G

F I

技術表示箇所

8426-5K

8422-4M

H 0 4 B 9/ 00

H 0 1 L 31/ 10

Y

G

審査請求 未請求 請求項の数5(全 17 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号

特願平3-96596

(22)出願日

平成3年(1991)4月26日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 篠宮 巧治

兵庫県伊丹市瑞原4丁目1番地 三菱電機株式会社北伊丹製作所内

(74)代理人 弁理士 高田 守 (外1名)

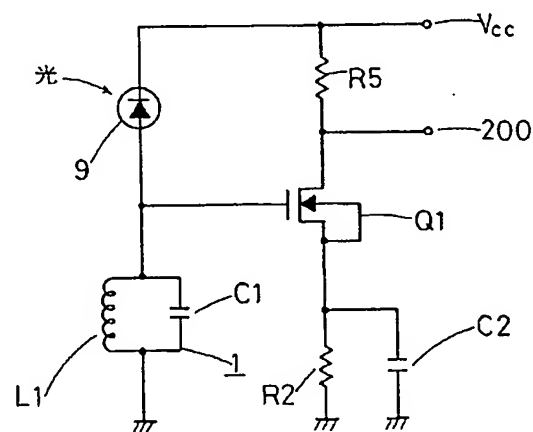
(54)【発明の名称】 光電変換回路

(57)【要約】

【目的】 光電変換により得られた電気信号から、信号光に対応する電気信号のみを選択的に抽出する。

【構成】 フォトダイオード9による光電変換によって得られた電気信号を並列共振回路1に供給する。並列共振回路1の共振周波数を信号光のパルス変調の周波数に設定しておくことにより、並列共振回路1は信号光に対応する電気信号に対してのみ電圧降下を生じさせるので、信号光に対応する電気信号のみがNMOSトランジスタQ1のゲートに入力される。NMOSトランジスタQ1により増幅された電気信号が出力端子200から抽出される。

【効果】 信号光以外の光に対応する交流成分を除外しつつ、信号光に対応する電気信号のみを選択的に抽出できる。しかもトランジスタによる電気信号の増幅を組合せているので、抽出が効果的に行える。



1: 並列共振回路

9: フォトダイオード

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 受けた光を電気信号に変換する光電変換手段と、

前記電気信号を増幅するトランジスタと、

前記トランジスタによる増幅の前あるいは後の少なくとも一方において前記電気信号の周波数選択を行う並列共振回路とを備えた光電変換回路。

【請求項2】 前記トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにした請求項1記載の光電変換回路。

【請求項3】 前記トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにした請求項1記載の光電変換回路。

【請求項4】 前記電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに備え、該波形整形回路により波形整形した後、前記並列共振回路により周波数選択を行うようにした請求項1記載の光電変換回路。

【請求項5】 前記並列共振回路に並列接続された電圧制限回路をさらに備え、該電圧制限回路により前記並列共振回路の両端間電圧を制限するようにした請求項1、2、3又は4記載の光電変換回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、カメラなどにおける光を用いた自動焦点装置、測距装置や遠隔制御装置、通信装置等に適用される光電変換回路に関し、特に信号光に対応する電気信号のみを選択的に抽出する光電変換回路に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 図22は特開昭56-14906号公報に掲載されたこの種の従来の光電変換回路を示す回路図である。図において、光電変換回路80に含まれる脈動波検出回路500は、フォトダイオード9が受光する光に含まれる脈動波、パルスのごとき時間的に変化する成分を、この成分に対応する電流に変換する。光電変換回路80の他の部分は、該電流を電圧に変換する電流・電圧変換回路として機能する。

【0003】 脈動波検出回路500は、トランジスタ91、92、95、96、定電流源93、コンデンサ94より構成される。トランジスタ91は、ベースがトランジスタ92のコレクタに、コレクタがトランジスタ96のベースに、エミッタが定電流源93を介してGND98に各々接続されている。トランジスタ92は、ベースがトランジスタ91のエミッタに、エミッタがGND98に、コレクタが定電流源90を介して電源電圧97に各々接続されている。コンデンサ94は、GND98とトランジスタ92のベースの間に接続されている。トランジスタ95は、エミッタが電源電圧97に、コレクタ

がトランジスタ91のコレクタに各々接続されている。トランジスタ96は、エミッタがトランジスタ95のベースに、コレクタがGND98に各々接続されている。以上のように構成された脈動波検出回路500の前段にはフォトダイオード9、定電流源87、トランジスタ88、89より成る入力段が設けられている。

【0004】 トランジスタ91のベース、トランジスタ92のコレクタの共通接続点100はフォトダイオード9のアノードに接続されている。定電流源87と、ダイオード接続されたトランジスタ88、89とが、電源電圧97とGND98の間に直列に接続されている。トランジスタ88のコレクタと定電流源87の共通接続点99からは一定電圧が出力される。この共通接続点99にフォトダイオード9のカソードが接続されている。

【0005】 次に上記のように構成された脈動波検出回路500の動作について説明する。フォトダイオード9に脈動波を含まない一定強度の光が入射している場合、この入射光の強度に応じた光電変換電流がフォトダイオード9により発生され、接続点100に流入する。このとき、光電変換電流の一部がトランジスタ91のベース電流となる。残りの光電変換電流はトランジスタ92のコレクタ電流となる。なお、フォトダイオード9に光が入射しない場合は、定電流源90からの電流が光電変換電流のダミーとして機能する。

【0006】 定電流源90の定電流は、トランジスタ91が要求するベース電流よりも若干大きい値に設定しておく。トランジスタ91のベース電流は、定電流源93の定電流 $I_{c3}$ の $1/h_{FE}$ 倍に等しい。ただし、 $h_{FE}$ はトランジスタ91の直流電流増幅率である。

【0007】 フォトダイオード9および定電流源90の少なくとも一方から接続点100に一定の電流が流れ込んでいる場合には、トランジスタ91は、定電流源93が要求する定電流に相当する電流をコレクタ電流として流す。トランジスタ92は、接続点100に流れ込む電流のうち、トランジスタ91のベース電流として流れる電流を除いた残りの電流をコレクタ電流として流す。このときトランジスタ92は、自身のコレクタに向って流れ込んで来る電流を流すのにちょうど必要な電圧でバイアスされる。トランジスタ92のベース・エミッタ間電圧は、キャパシタ94の平滑作用を受けているので、接続点100に流れ込む光電変換電流の変動の周期が比較的短い場合には、ほとんど変化することなく一定に保たれる。つまり、トランジスタ92は、フォトダイオード9に入射する光の直流成分に対応する光電変換電流を吸い込む電流吸収体 (current sink) として機能する。

【0008】 従って、フォトダイオード9に入射する光に脈動波が含まれる場合には、トランジスタ91のベース電流は、前述の一定のベース電流 ( $I_{c3}/h_{FE}$ ) を中心にして脈動波の振動に応じて増減することになる。また、一定強度の光を受けているフォトダイオード9にバ

ルス光が入射した場合にも、フォトダイオード9が発生するパルス光の強度に応じた光電変換電流がトランジスタ91のベースに流れ込む。このようなベース電流はトランジスタ91により増幅され、そのコレクタ電流に変換されトランジスタ95を通じて流れる。

【0009】光電変換回路80の残りの部分は、脈動波検出回路500からの電流を電圧に変換する電流・電圧変換回路として機能する。トランジスタ102は、トランジスタ95とカレントミラー回路を構成し、そのエミッタは電源電圧97に、ベースはトランジスタ95のベースに各々接続されるとともに、コレクタはトランジスタ103と、ダイオード接続されたトランジスタ104、105、106の直列回路とを介してGND98に接続されている。接続点120に脈動波検出回路500からの出力電流が与えられる。

【0010】トランジスタ107、108、109、110、111、112、113および定電流源114は演算増幅器OPを構成している。トランジスタ107、108はこの演算増幅器OPの入力トランジスタをなす。演算増幅器OPの入力トランジスタの1つであるトランジスタ107のベースはトランジスタ102のコレクタに接続され、コレクタはトランジスタ109を介して電源電圧97に接続され、エミッタは演算増幅器OPの他方の入力トランジスタ108のエミッタ接続され、このエミッタ共通接続点は定電流源114を介してGND98に接続されている。トランジスタ108のコレクタは電源電圧97に接続されている。トランジスタ110はエミッタ、ベースがトランジスタ109のベース、コレクタとそれぞれ接続され、コレクタは接地されている。トランジスタ111は、エミッタが電源電圧97に、ベースがトランジスタ109のベースとトランジスタ110のエミッタの共通接続点に各々接続されている。トランジスタ111はトランジスタ109とカレントミラー回路を構成する。トランジスタ112は、ベースがトランジスタ111のコレクタに接続されるとともにコンデンサ115を介してGND98に接続されており、コレクタは電源電圧97に、エミッタはダイオード接続されたトランジスタ113を介してGND98に各々接続されている。トランジスタ113はトランジスタ103とカレントミラー回路を構成する。

【0011】トランジスタ107→トランジスタ109→トランジスタ111→トランジスタ112→トランジスタ113→トランジスタ103→トランジスタ107のループで負帰還がかかっている。一方、コンデンサ115は、トランジスタ111のコレクタ電流が急激に変化にしても、トランジスタ112のベース電位に急激な変化が生じないように作用する。つまり、演算増幅器OPの負帰還ループには遅延特性が付加されている。

【0012】定電流源116、抵抗117、ダイオード接続されたトランジスタ118、119の直列接続体

より成る定電圧回路が、電圧電源97とGND98の間に接続されている。そして、トランジスタ108のベースが、この定電圧回路の出力端子121に接続されている。出力端子121とGND98との間に発生する定電圧は、トランジスタ118、119の各ベース・エミッタ間電圧の和である $2V_{BE}$ に等しい。ただし、 $V_{BE}$ はトランジスタ118、119のベース・エミッタ間電圧である。

【0013】定電流源116と抵抗117の共通接続点122からは、出力端子121から出力される電圧よりも抵抗117の電圧降下分だけ大きい定電圧 $V_I$ が出力される。この電圧 $V_I$ は電圧比較回路161の反転入力端子に与えられる。電圧比較回路161の非反転入力端子は、脈動波検出回路500の出力が与えられる接続点120に接続されている。

【0014】次に、以上のように構成された電流・電圧変換回路の動作について説明する。まず、フォトダイオード9に一定強度の光が入射している場合について説明する。この時、トランジスタ95のコレクタ電流は定電流源93の定電流に等しくなり、よって、トランジスタ95とカレントミラー回路を構成しているトランジスタ102のコレクタ電流も、その定電流と等しくなる。なお、トランジスタ95とトランジスタ102の特性が異なる場合は両トランジスタのコレクタ電流は異なる。

【0015】トランジスタ102のコレクタ電流が一定である場合、演算増幅器OPの入力の1つである接続点120の電圧レベルは、演算増幅器OPの負帰還作用により、もう一方の入力である接続点121の電圧レベル $2V_{BE}$ に等しくなる。つまり、ダイオード接続された3個のトランジスタ104、105、106の直列回路の両端間に電圧 $2V_{BE}$ が印加されることになる。この時、以下の理由により、トランジスタ102の一定のコレクタ電流のほとんどが、トランジスタ103のコレクタ電流として流れる。

【0016】すなわち、電圧 $2V_{BE}$ がトランジスタ104、105、106の直列回路に印加されているので、これらのトランジスタの各々には $(2/3)V_{BE}$ の電圧が印加されることになる。ここで、例えば $V_{BE}=540\text{ mV}$ とすると、トランジスタ104、105、106の各々に印加される電圧は $360\text{ mV}$ となり、電圧 $V_{BE}$ より $180\text{ mV}$ だけ小さい。トランジスタのコレクタ電流はその対数特性によりベース・エミッタ間電圧の $180\text{ mV}$ の変化に対して $1000$ 倍程度変化する。従って、トランジスタ102のコレクタ電流が一定の場合、トランジスタ104、105、106の直列回路にはトランジスタ118、119を流れる電流の $1/1000$ 程度の電流しか流れない。例えば、トランジスタ118、119に流れる電流が $4\text{ }\mu\text{A}$ あれば、上記直列回路に流れる電流はわずかに $4\text{ nA}$ である。トランジスタ102のコレクタ電流も例えば $4\text{ }\mu\text{A}$ であるとすれば、そのほとんど

どはトランジスタ103を流れることになる。

【0017】次に、フォトダイオード9に入射する光に脈動波やパルスが含まれている場合について説明する。この時、脈動波検出回路500から脈動波やパルスの変動に応じた変化分を含んだ電流が出力され接続点120に与えられるのは前述した通りである。

【0018】トランジスタ103のベースは、コンデンサ115を含む遅延回路を介して演算増幅器OPの出力によりバイアスされている。トランジスタ102のコレクタ電流の急激な変化による接続点120の電位の変化に対し、コンデンサ115の充電電圧はそれほど急激には変化し得ない。従って、トランジスタ103のベースバイアスもほぼ一定に保たれ、このためトランジスタ103は、トランジスタ102のコレクタ電流の増加に対しては高抵抗を、また減少に対しては低抵抗を示す。

【0019】そのため、トランジスタ102のコレクタ電流の増加分は、トランジスタ104、105、106の直列回路に流れ込み、該直列回路の両端には、流れ込む電流の対数に比例する対数圧縮された電圧が発生する。

【0020】フォトダイオード9に入射する光の強度の範囲は、ノイズから区別可能な最小強度から最大強度までの比にして、ざっと数千倍にもわたる。このように入射される光の強度に大きな差があるのは、光源からの光を反射する対象物体までの距離やその反射率によるものである。数千倍にわたる光の強度の違いに対して、トランジスタ102のコレクタ電流も数千倍にわたって変化する。このような電流が対数圧縮特性を有するトランジスタ104、105、106の直列回路に入力されることにより、電源電圧に制限されて飽和してしまうことのない、光強度に応じたアナログ信号として出力される。もし、トランジスタ104、106、107の代わりに固定抵抗を用いたならば、一定強度よりも高い強度の光に対する固定抵抗の出力電圧は、すべて電源電圧にほぼ等しいものになってしまうであろう。

【0021】トランジスタ102のコレクタ電流が減少する場合は、トランジスタ103の内部抵抗が減少し、接続点120の電位が低下する。以上のようにして、トランジスタ102のコレクタ電流が交流成分を含む場合は、接続点120には、交流成分に応じた電位信号が出力される。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】従来の光電変換回路は以上のように構成されており、コンデンサ94の平滑作用によって選択機能を持たせることにより、脈動波、パルスの如き時間的に変化する成分を含ませた信号光を変化のない定常光から区別して抽出している。従って、信号光以外の交流成分もすべて抽出してしまうという問題点があった。

【0023】この発明は上記のような問題点を解決する

ためになされたもので、信号光以外の光に対応する交流成分を抽出することなく、信号光に対応する電気信号のみを選択的かつ効果的に抽出することができる光電変換回路を得ることを目的とする。

【0024】

【課題を解決するための手段】この発明に係る光電変換回路は、受けた光を電気信号に変換する光電変換手段と、この電気信号を増幅するトランジスタと、このトランジスタによる増幅の前あるいは後の少なくとも一方において前記電気信号の周波数選択を行う並列共振回路とを備えて構成されている。

【0025】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにしてもよい。

【0026】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにしてもよい。

【0027】また、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うようにしてもよい。

【0028】さらに、並列共振回路に並列接続された電圧制限回路をさらに設け、該電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制限するようにしてもよい。

【0029】

【作用】この発明においては、光電変換手段により得られた電気信号をトランジスタで増幅するとともに、その増幅の前あるいは後の少なくとも一方において並列共振回路により電気信号の周波数選択を行っているため、並列共振回路の共振周波数の設定により、信号光以外の光に対応する交流成分は除外しつつ、信号光に対応する電気信号だけを選択的に抽出することが可能になり、しかもトランジスタによる増幅との組み合わせによって、抽出を効果的に行うことができる。

【0030】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようになれば、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合をとることが可能になる。

【0031】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようになれば、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合を、上記中間タップの場合よりも効果的にとることが可能になる。

【0032】また、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うよう

にすれば、並列共振回路への抽入損失を少なくすることができる。

【0033】さらに、電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制限するようにすれば、並列共振回路の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止することができる。

【0034】

【実施例】図1はこの発明の第1実施例を示す回路図である。図において、並列共振回路1は、コイルL1とコンデンサC1よりなる。フォトダイオード9のカソードは電源Vccに、アノードはNチャネルMOSトランジスタ（以下、NMOSトランジスタという）Q1のゲートに各々接続されている。並列共振回路1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。

【0035】周期的に強弱がつけられた信号光（例えば周期的なパルス変調された信号光または、点灯・消灯の周期的な信号光）を含む光が照射されるとフォトダイオード9は該光の強度に応じた光電変換電流を発生する。この光電変換電流には前記信号光に対応した電流の他、信号光以外の光による種々の周波数を有する電流が含まれている。並列共振回路1の共振周波数を信号光の周波数（周期的強弱の周波数）に一致させておく。並列共振回路1は、共振周波数と同一周波数の信号に対してはインピーダンスが無限大（実際は数十kオーム～数百kオーム）となり、共振周波数と同一でない周波数の信号に対しては0（実際は数オーム）となる。そのため、並列共振回路1は、前記信号光に対応する電流に対してのみ実質的に電圧降下を生じさせ、信号光に対応する電圧だけがNMOSトランジスタQ1のゲートに電圧変化として印加される。

【0036】該NMOSトランジスタQ1のゲートは、直流的には、コイルL1によって接地電位が印加されており、この接地電位に前記信号光に対応する電圧変化が重畳されて印加される。なお、該NMOSトランジスタQ1は、ここではディプレッションタイプのものに設定している。従って該NMOSトランジスタQ1のゲート電位の変化、即ち、前記信号光に対応する電圧変化は、NMOSトランジスタQ1のドレインとソース間の反転層を変化させるので、ドレインとソース間に流れる電流を制御することができる。このようにして直流的には、抵抗R2での電圧降下による変化が、電流変化として抵抗R5に伝えられるので、ここでの直流利得は、 $R5/R2$ で決定されるのに対して、交流的にはコンデンサC2により決定されるR2とC2の合成インピーダンスと抵抗R5の値により、交流利得は $R5/(R2 \text{ と } C2 \text{ の並列インピーダンス})$ で決定される。このようにして、出力端子200には、直流的に決定された電圧と交流的に決定された電圧とが重畳されて得られる。

【0037】この発明は、光電変換素子にて受光した種々の雑光を含む光のうちから、信号光のみを選択的に抽

出するための基本的な手法に関するもので、ここに使用する信号光は光電変換された時、正弦波であることが本質的には必要である。しかし、正弦波でなくとも、抽出すべき信号光に、一定の周期性を持つ成分を含ませる（例えば周期的なパルス変調された信号光とする）ことにより、並列共振回路1を通すことで、選択特性を向上させることが可能になる。

【0038】図2はこの発明に係る光電変換回路の第2実施例を示す回路図である。図1に示した回路との相違点は、並列共振回路1を抵抗R5の部分に置き換え、さらに抵抗R1を並列共振回路1の部分に置き換えたことである。抵抗R1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。並列共振回路1は電源Vccと出力端子200の間に接続されている。NMOSトランジスタQ1は、ゲートがフォトダイオード9のアノードと抵抗R1の共通接続点に、ドレインが出力端子200に各々接続され、ソースが抵抗R2とコンデンサC2の並列接続を介して接地されている。

【0039】抵抗R1は、フォトダイオード9が発生する光電変換電流を電圧に変換しNMOSトランジスタQ1のゲートに与える。NMOSトランジスタQ1は、増幅された光電変換電流を並列共振回路1に流す。並列共振回路1は信号光に対応する電流に対してのみ実質的に電圧降下を生じさせ、その結果、信号光に対応する電圧信号のみが出力端子200に得られる。抵抗R2、コンデンサC2は直流成分に対しては抵抗R2の抵抗値を示し、交流成分に対してはコンデンサC2の容量値を主として抵抗R2とコンデンサC2の並列合成インピーダンスで交流抵抗（インピーダンス）が決定される。

【0040】この実施例では、光電変換電流をNMOSトランジスタQ1を介して並列共振回路1に与えているので、図1のように直接に並列共振回路1に与える場合に比較して、次のような利点がある。

【0041】NMOSトランジスタQ1のゲートに含まれる寄生容量が、図1の場合では、等価的にコンデンサC1に並列に接続されるため、並列共振回路1の共振周波数が低い方へシフトするが、図2の場合は、並列共振回路1の共振周波数は変化しない。

【0042】さらに、直流成分に対しては並列共振回路1のインピーダンスは等価的に0であるため、（コイルL1のインピーダンス（数オーム））÷（抵抗R2の抵抗値）はほとんど0となり、利得はない。共振していない交流成分に対しては（並列共振回路1のインピーダンス（数オーム））÷（コンデンサC2のインピーダンス（数十オーム））<1となり、減衰される。共振しており、NMOSトランジスタQ1の増幅率を無限大とした場合、（並列共振回路1のインピーダンス（数十kオーム））÷（コンデンサC2のインピーダンス（数+オーム））=（数千倍）の利得が得られるが、実際にはNMOSトランジスタQ1の増幅率は有限であるので、利得

は数百倍が限度である。

【0043】以上のように、この実施例によれば、少ない部品点数で良好な周波数選択効果と増幅効果が得られる。

【0044】図3はこの発明の第3実施例を示す回路図である。図1に示した回路との相違点は、コンデンサC3、抵抗R1、R3を設けたことである。抵抗R1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。フォトダイオード9と抵抗R1の共通接続点はコンデンサC3を介してNMOSトランジスタQ1のゲートに接続されている。コンデンサC3とNMOSトランジスタQ1のゲートとの共通接続点は並列共振回路1を介して接地されている。NMOSトランジスタQ1のソースは抵抗R3を介して接地に、ドレインは電源V<sub>cc</sub>に各々接続されている。

【0045】フォトダイオード9からの光電変換電流は抵抗R1で電圧に変換される。この電圧はコンデンサC3による容量結合を介して並列共振回路1に与えられる。並列共振回路1のインピーダンスは、該電圧に含まれる直流成分や共振並列回路1の共振周波数と共振していない交流成分に対しては数オームになる。そのため、直流成分および非共振交流成分は接地へ抜ける。一方、共振周波数と同一周波数の交流成分に対する並列共振回路1のインピーダンスは数十〜数百kオームとなり、該交流成分はNMOSトランジスタQ1のゲートに与えられる。NMOSトランジスタQ1はゲート入力電圧に応じた電流（すなわち信号光のみに対応する光電変換電流が増幅された電流）を抵抗R3に流す。抵抗R3は電圧降下を生じ、出力端子200には低インピーダンスな出力電圧を得ることができる。

【0046】また、この回路の後段に低入力インピーダンスな回路が接続される場合には、NMOSトランジスタQ1は、バッファ・アンプ（緩衝増幅器）として機能させることができる。

【0047】以上のように、この実施例によれば、部品点数が少なく周波数選択効果が得られ、かつ、NMOSトランジスタQ1により、バッファ効果が得られるとともに、低インピーダンス出力を得ることができる。

【0048】図4はこの発明の第4実施例を示す回路図である。図2に示した第2実施例と図3に示した第3実施例とを組み合わせたものとなっている。コイルL20およびコンデンサC20より成る並列共振回路2が図2の第2実施例の並列共振回路1に相当する。

【0049】この実施例では、少ない部品点数で、並列共振回路1による周波数選択効果と、NMOSトランジスタQ2、並列共振回路2による増幅および周波数選択効果が得られる。2段階で周波数選択を行うため、選択性がさらに向上する。また、並列共振回路1、2の共振周波数を若干ずらしスタガ同調させることにより共振周波数の帯域幅を広げることができる。

【0050】図5はこの発明の第5実施例を示す回路図である。この実施例では図2に示した第1実施例を変形し、出力端子200への出力をコイルL1の中間タップより取り出すようにしている。

【0051】この実施例によれば、第2実施例の効果を奏するのは勿論のこと、次段に接続する負荷に対してインピーダンス整合をとることができるので、エネルギー損失を防止することができるという効果や、次段に接続する負荷インピーダンスの影響を軽減させることにより並列共振回路1のQの低下を防止し、結果として共振周波数での選択特性を良好（シャープ）にすることができるという効果が得られる。

【0052】図6はこの発明の第6実施例を示す回路図である。図5に示した第5実施例では中間タップを介して出力を取り出したが、この実施例では2次コイルL30を介して出力を取り出すようにしている。第5実施例よりさらに効果的にインピーダンス整合をとることが可能になる。

【0053】図7はこの発明の第7実施例を示す回路図である。図2の第2実施例との相違点は、新たに波形整形回路400を設けたことである。波形整形回路400は、NMOSトランジスタQ1のゲートと、フォトダイオード9、抵抗R1の共通接続点との間に接続されている。波形整形回路400は抵抗R4とコンデンサC4の積分回路よりなる。抵抗R4はNMOSトランジスタQ1のゲートと、フォトダイオード9、抵抗R1の共通接続点の間に接続され、コンデンサC4はNMOSトランジスタQ1のゲートと接地の間に接続されている。その他の構成は第1実施例と同様である。

【0054】例えば信号光が周期的なパルス変調されたものであるとき、信号光に対応して抵抗R1により発生される電圧は方形波となる。方形波は幾種類もの周波数を有する正弦波で構成されており、その中には特に方形波の立ち上がり、立ち下がり部分に対応した高調波が存在する。この高調波成分を波形整形回路400により除去し、信号波形をできるだけ正弦波に近づけた上で並列共振回路1に供給する。このようにすると、並列共振回路1の除去すべきエネルギーが少なく済み、並列共振回路1への抽入損失を低減できるので、第1実施例での増幅および周波数選択効果をさらに高めることができる。

【0055】図8はこの発明の第8実施例を示す回路図である。この実施例では図6の第6実施例のコイルL30の代りにコイルL40、並列共振回路2を設けている。並列共振回路1のコイルL1と並列共振回路2のコイルL20は、コイルL40を介して接続されている。並列共振回路を2段階構成に設けることにより共振周波数での選択特性が良くなる。また次段に接続する負荷に対してインピーダンス整合をとることが可能であるので、図5や図6の実施例と同様の効果を奏する。さらに、並

列共振回路1、2およびコイルL40は複調結合回路を構成するので、スタガ同調をとることにより共振周波数の帯域幅を広げることができる。

【0056】図9はこの発明の第9実施例を示す回路図である。図8の第8実施例のコイルL40の代りに、カップリングコンデンサC10で並列共振回路1と並列共振回路2を接続し、並列共振回路2のコイル20に対し2次コイルを設けて出力をインピーダンス整合により取り出している。このような構成にしても第8実施例と同様の効果がある。

【0057】図10はこの発明の第10実施例を示す回路図である。この実施例による回路は、図3の第3実施例の並列共振回路1、コンデンサC3の接続位置を、NMOSトランジスタQ1によるバッファアンプの入力側から出力側に変えたものとなっている。すなわち、並列共振回路1を出力端子200と接地の間に接続し、コンデンサC3を出力端子200とNMOSトランジスタQ1、抵抗R3の共通接続点との間に接続している。第2実施例では並列共振回路1を通過させた後、NMOSトランジスタQ1によりバッファして出力しているが、この実施例ではNMOSトランジスタQ1でバッファした後、並列共振回路1を通過させるようにしている。このような構成にしても第2実施例と同様の効果がある。

【0058】図11はこの発明の第11実施例を示す回路図である。図2の第2実施例におけるNMOSトランジスタQ1をNPNバイポーラトランジスタQ2に変え、カップリングコンデンサC30を介して与えられる電圧を、抵抗R20、R30でバイアスされたトランジスタQ2のベースに印加するようにしている。このような構成にしても第2実施例と同様の効果がある。なお他の実施例においてもMOSトランジスタを適宜バイポーラトランジスタに変更し得るのは勿論である。

【0059】一方、図12はこの発明の第12実施例の一部の回路図である。

【0060】図12に示すように、図1ないし図11における並列共振回路1（あるいは2）に並列に、アノードが互いに接続された2個のダイオード15a、15bからなる電圧制限回路15を接続している。

【0061】即ち、上記したように、並列共振回路1はその共振周波数と同じ周波数の電流に対しては高インピーダンスとなり、異なる周波数の電流に対しては低インピーダンスとなり、このときのインピーダンス変化は並列共振回路1のQによって決定されるが、Qが大きい場合には、共振時における並列共振回路1の両端間電圧は非常に大きな値になる。

【0062】従って、並列共振回路1に対して図12に示すような電圧制限回路15を並列に設けることにより、並列共振回路1の発生電圧を適度なレベルに制限することが可能になり、並列共振回路1の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止する

ことができる。

【0063】このとき、ダイオードの順方向電圧を $V_F$ 、逆方向ブレイクダウン電圧を $BV_R$ とすると、電圧制限回路15により並列共振回路1の発生電圧は $V_L (=V_F + BV_R)$ に制限される。

【0064】つぎに、図13ないし図20はこの発明の第13ないし第20実施例の一部の回路図であり、図12における電圧制限回路の変形例である。

【0065】図13においては、互いに逆方向に並列に接続された2個のダイオード16a、16bにより電圧制限回路16を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $V_F$ に制限される。

【0066】図14においては、抵抗17aとこれにカソードが接続されたダイオード17bとにより電圧制限回路17を構成しており、このとき抵抗17aによる電圧降下分を $V_R$ とすると、並列共振回路1の発生電圧は $V_{L1} (=V_R + V_F)$ 又は $V_{L2} (=V_R + BV_R)$ に制限される。

【0067】また、図15においては、電圧制限回路を抵抗18により構成し、図16においては、電圧制限回路をダイオード19により構成しており、図15の場合、並列共振回路1の発生電圧は抵抗18の電圧降下分である $V_R$ に制限され、図16の場合、並列共振回路1の発生電圧はダイオード19の順方向電圧 $V_F$ 又は逆方向ブレイクダウン電圧 $BV_R$ に制限される。

【0068】一方、図17においては、4個のダイオード20a、20b、20c、20dを設け、ダイオード20aのアノードとダイオード20bのカソードを接続し、ダイオード20b、20cのアノードを互いに接続し、ダイオード20cのカソードとダイオード20dのアノードを接続して電圧制限回路20を構成しており、このような電圧制限回路20により、並列共振回路1の発生電圧は $V_L (=2V_F + 2BV_R)$ に制限される。

【0069】さらに、図18においては、順方向に接続された3個のダイオード21a、21b、21cの直列回路と、同様に順方向に接続された3個のダイオード21d、21e、21fの直列回路とを、互いに逆方向に並列接続して電圧制限回路21を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $3V_F$ 又は $3BV_R$ に制限される。

【0070】また、図19に示すように、図18におけるダイオード21a、21bのアノードそれぞれと、ダイオード21d、21eのカソードそれぞれとを接続して電圧制限回路22を構成してもよく、このときの並列共振回路1の発生電圧は図19の場合と同様に $3V_F$ 又は $3BV_R$ に制限される。

【0071】さらに、図20においては、互いに逆方向に並列接続された2個のダイオード23a、23bの逆並列回路と、同様の2個のダイオード23c、23dの逆並列回路とを抵抗23eにより接続して電圧制限回路



23を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $V_{L1}(=2V_F+V_R)$ 又は $V_{L1}(=2BV_R+V_R)$ に制限される。

【0072】なお、上記各実施例では光電変換素子としてフォトダイオードを用いた場合について説明したが、光電変換素子は特にこれに限るものではなく、フォトリンジスタ、太陽電池など光により起電力を発生するものであればよい。

【0073】

【発明の効果】この発明は以上説明したように構成されているので、次に述べるような種々の効果を奏する。

【0074】請求項1の光電変換回路によれば、光電変換手段により得られた電気信号をトランジスタで増幅するとともに、その増幅の前あるいは後の少なくとも一方において並列共振回路により電気信号の周波数選択を行うようにしたので、並列共振回路の共振周波数の設定により、信号光以外の光に対応する交流成分は除外しつつ、信号光に対応する電気信号だけを選択的に抽出することが可能になり、しかもトランジスタによる増幅との組み合わせによって、抽出を効果的に行うことができるという効果がある。

【0075】また、請求項2の光電変換回路によれば、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにしたので、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合をとることが可能になる。その結果、エネルギー損失を防止することができるという効果や、次段に接続する負荷インピーダンスの影響を軽減させることにより並列共振回路のQの低下を防止し、結果として共振周波数での選択特性を良好にすることができるという効果がある。

【0076】また、請求項3の光電変換回路によれば、トランジスタ増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにしたので、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合を、請求項2の中間タップの場合よりも効果的にとることが可能になり、請求項2の効果を増大させることができるという効果がある。

【0077】また、請求項4の光電変換回路によれば、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うようにしたので、並列共振回路の除去すべきエネルギーを低減させ、並列共振回路への抽入損失を少なくすることができる。その結果、並列共振回路による周波数選択をさらに効率的に行うことができるという効果がある。

【0078】さらに、請求項5の光電変換回路によれば、電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制

限するようにしたので、並列共振回路の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係る光電変換回路の第1実施例を示す回路図である。

【図2】この発明に係る光電変換回路の第2実施例を示す回路図である。

【図3】この発明に係る光電変換回路の第3実施例を示す回路図である。

【図4】この発明に係る光電変換回路の第4実施例を示す回路図である。

【図5】この発明に係る光電変換回路の第5実施例を示す回路図である。

【図6】この発明に係る光電変換回路の第6実施例を示す回路図である。

【図7】この発明に係る光電変換回路の第7実施例を示す回路図である。

【図8】この発明に係る光電変換回路の第8実施例を示す回路図である。

【図9】この発明に係る光電変換回路の第9実施例を示す回路図である。

【図10】この発明に係る光電変換回路の第10実施例を示す回路図である。

【図11】この発明に係る光電変換回路の第11実施例を示す回路図である。

【図12】この発明に係る光電変換回路の第12実施例の一部の回路図である。

【図13】この発明に係る光電変換回路の第13実施例の一部の回路図である。

【図14】この発明に係る光電変換回路の第14実施例の一部の回路図である。

【図15】この発明に係る光電変換回路の第15実施例の一部の回路図である。

【図16】この発明に係る光電変換回路の第16実施例の一部の回路図である。

【図17】この発明に係る光電変換回路の第17実施例の一部の回路図である。

【図18】この発明に係る光電変換回路の第18実施例の一部の回路図である。

【図19】この発明に係る光電変換回路の第19実施例の一部の回路図である。

【図20】この発明に係る光電変換回路の第20実施例の一部の回路図である。

【図21】従来の光電変換回路を示す回路図である。

【符号の説明】

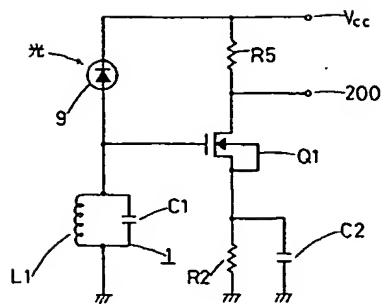
1 並列共振回路

9 フォトダイオード

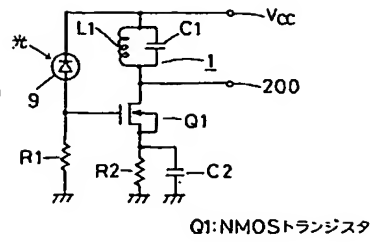
Q1 NMOSTランジスタ



【図1】

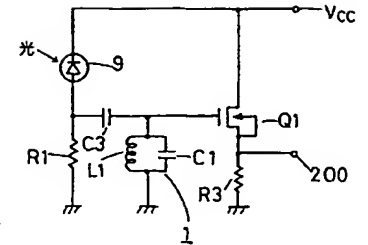


【図2】

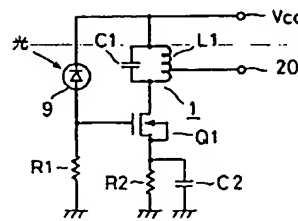


Q1: NMOSトランジスタ

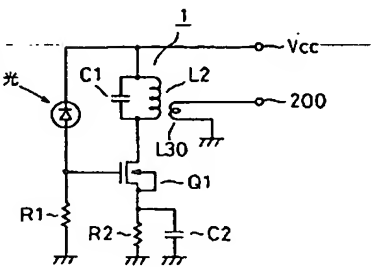
【図3】



【図5】

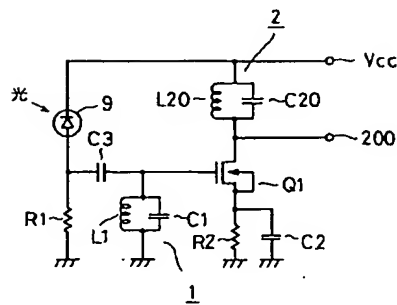


【図6】

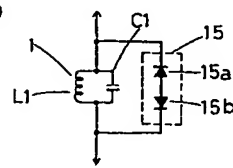


1: 並列共振回路  
9: フォトダイオード

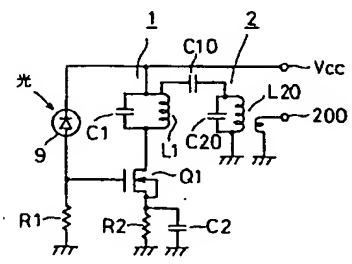
【図4】



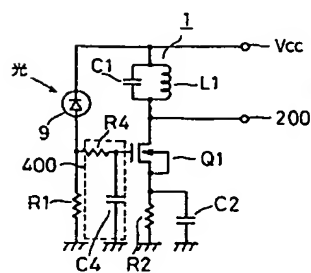
【図12】



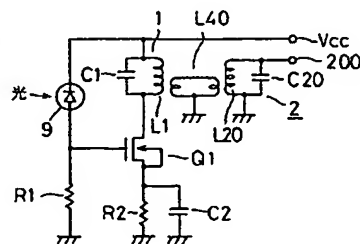
【図9】



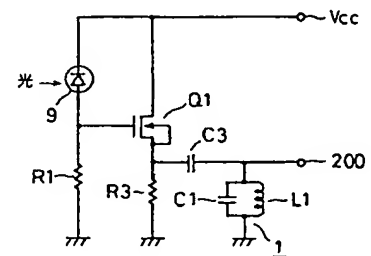
【図7】



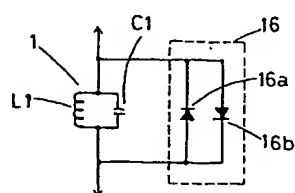
【図8】



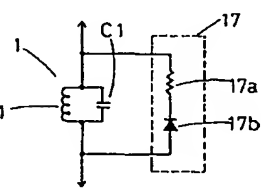
【図10】



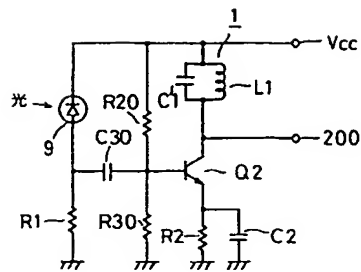
【図13】



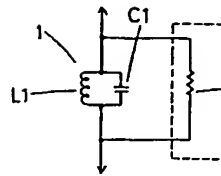
【図14】



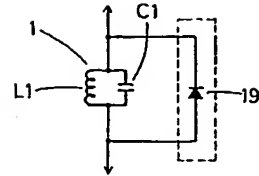
【図11】



【図15】

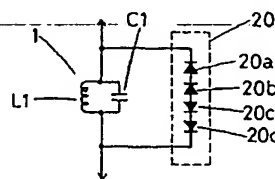


【図16】

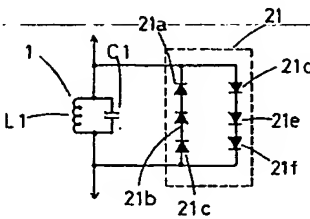


【図19】

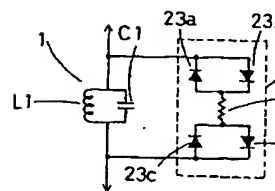
【図17】



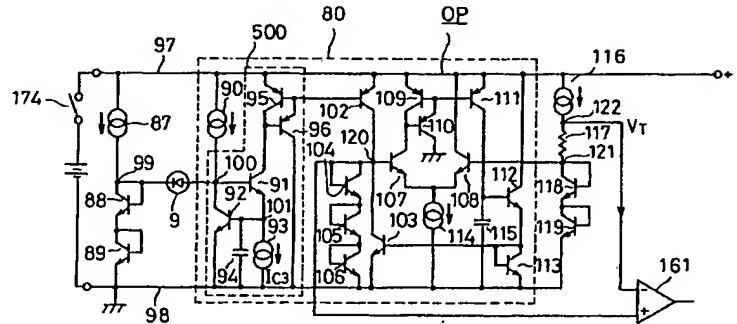
【図18】



【図20】



【図21】



【手続補正書】

【提出日】平成4年9月25日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の詳細な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、カメラなどにおける光を用いた自動焦点装置、測距装置や遠隔制御装置、通信装置等に適用される光電変換回路に関し、特に信号光に対応する電気信号のみを選択的に抽出する光電変換

路に関する。

【0002】

【従来の技術】図22は特開昭56-14906号公報に掲載されたこの種の従来の光電変換回路を示す回路図である。図において、光電変換回路80に含まれる脈動波検出回路500は、フォトダイオード9が受光する光に含まれる脈動波、パルスのごとき時間的に変化する成分を、この成分に対応する電流に変換する。光電変換回路80の他の部分は、該電流を電圧に変換する電流・電圧変換回路として機能する。

【0003】脈動波検出回路500は、トランジスタ91、92、95、96、定電流源93、コンデンサ94

より構成される。トランジスタ91は、ベースがトランジスタ92のコレクタに、コレクタがトランジスタ96のベースに、エミッタが定電流源93を介してGND98に各々接続されている。トランジスタ92は、ベースがトランジスタ91のエミッタに、エミッタがGND98に、コレクタが定電流源90を介して電源電圧97に各々接続されている。コンデンサ94は、GND98とトランジスタ92のベースの間に接続されている。トランジスタ95は、エミッタが電源電圧97に、コレクタがトランジスタ91のコレクタに各々接続されている。トランジスタ96は、エミッタがトランジスタ95のベースに、コレクタがGND98に各々接続されている。以上のように構成された脈動波検出回路500の前段にはフォトダイオード9、定電流源87、トランジスタ88、89より成る入力段が設けられている。

【0004】トランジスタ91のベース、トランジスタ92のコレクタの共通接続点100はフォトダイオード9のアノードに接続されている。定電流源87と、ダイオード接続されたトランジスタ88、89とが、電源電圧97とGND98の間に直列に接続されている。トランジスタ88のコレクタと定電流源87の共通接続点99からは一定電圧が出力される。この共通接続点99にフォトダイオード9のカソードが接続されている。

【0005】次に上記のように構成された脈動波検出回路500の動作について説明する。フォトダイオード9に脈動波を含まない一定強度の光が入射している場合、この入射光の強度に応じた光電変換電流がフォトダイオード9により発生され、接続点100に流入する。このとき、光電変換電流の一部がトランジスタ91のベース電流となる。残りの光電変換電流はトランジスタ92のコレクタ電流となる。なお、フォトダイオード9に光が入射しない場合は、定電流源90からの電流が光電変換電流のダミーとして機能する。

【0006】定電流源90の定電流は、トランジスタ91が要求するベース電流よりも若干大きい値に設定しておく。トランジスタ91のベース電流は、定電流源93の定電流 $I_{C3}$ の $1/h_{FE}$ に等しい。ただし、 $h_{FE}$ はトランジスタ91の直流電流増幅率である。

【0007】フォトダイオード9および定電流源90の少なくとも一方から接続点100に一定の電流が流れ込んでいる場合には、トランジスタ91は、定電流源93が要求する定電流に相当する電流をコレクタ電流として流す。トランジスタ92は、接続点100に流れ込む電流のうち、トランジスタ91のベース電流として流れる電流を除いた残りの電流をコレクタ電流として流す。このときトランジスタ92は、自身のコレクタに向って流れ込んで来る電流を流すのにちょうど必要な電圧でバイアスされる。トランジスタ92のベース・エミッタ間電圧は、キャパシタ94の平滑作用を受けているので、接続点100に流れ込む光電変換電流の変動の周期が比較

的に短い場合には、ほとんど変化することなく一定に保たれる。つまり、トランジスタ92は、フォトダイオード9に入射する光の直流成分に対応する光電変換電流を吸い込む電流吸収体 (current sink) として機能する。

【0008】従って、フォトダイオード9に入射する光に脈動波が含まれる場合には、トランジスタ91のベース電流は、前述の一定のベース電流 ( $I_{C3}/h_{FE}$ ) を中心にして脈動波の振動に応じて増減することになる。また、一定強度の光を受けているフォトダイオード9にパルス光が入射した場合にも、フォトダイオード9が発生するパルス光の強度に応じた光電変換電流がトランジスタ91のベースに流れ込む。このようなベース電流はトランジスタ91により増幅され、そのコレクタ電流に変換されトランジスタ95を通じて流れる。

【0009】光電変換回路80の残りの部分は、脈動波検出回路500からの電流を電圧に変換する電流・電圧変換回路として機能する。トランジスタ102は、トランジスタ95とカレントミラー回路を構成し、そのエミッタは電源電圧97に、ベースはトランジスタ95のベースに各々接続されるとともに、コレクタはトランジスタ103と、ダイオード接続されたトランジスタ104、105、106の直列回路とを介してGND98に接続されている。接続点120に脈動波検出回路500からの出力電流が与えられる。

【0010】トランジスタ107、108、109、110、111、112、113および定電流源114は演算増幅器OPを構成している。トランジスタ107、108はこの演算増幅器OPの入力トランジスタをなす。演算増幅器OPの入力トランジスタの1つであるトランジスタ107のベースはトランジスタ102のコレクタに接続され、コレクタはトランジスタ109を介して電源電圧97に接続され、エミッタは演算増幅器OPの他方の入力トランジスタ108のエミッタ接続され、このエミッタ共通接続点は定電流源114を介してGND98に接続されている。トランジスタ108のコレクタは電源電圧97に接続されている。トランジスタ110はエミッタ、ベースがトランジスタ109のベース、コレクタとそれぞれ接続され、コレクタは接地されている。トランジスタ111は、エミッタが電源電圧97に、ベースがトランジスタ109のベースとトランジスタ110のエミッタの共通接続点に各々接続されている。トランジスタ111はトランジスタ109とカレントミラー回路を構成する。トランジスタ112は、ベースがトランジスタ111のコレクタに接続されるとともにコンデンサ115を介してGND98に接続されており、コレクタは電源電圧97に、エミッタはダイオード接続されたトランジスタ113を介してGND98に各々接続されている。トランジスタ113はトランジスタ103とカレントミラー回路を構成する。

【0011】トランジスタ107→トランジスタ109

→トランジスタ111→トランジスタ112→トランジスタ113→トランジスタ103→トランジスタ107のループで負帰還がかかっている。一方、コンデンサ115は、トランジスタ111のコレクタ電流が急激に変化にしても、トランジスタ112のベース電位に急激な変化が生じないように作用する。つまり、演算増幅器OPの負帰還ループには遅延特性が付加されている。

【0012】定電流源116、抵抗117、ダイオード接続されたトランジスタ118、1119の直列接続体より成る定電圧回路が、電圧電源97とGND98の間に接続されている。そして、トランジスタ108のベースが、この定電圧回路の出力端子121に接続されている。出力端子121とGND98との間に発生する定電圧は、トランジスタ118、119の各ベース・エミッタ間電圧の和である $2V_{BE}$ に等しい。ただし、 $V_{BE}$ はトランジスタ118、119のベース・エミッタ間電圧である。

【0013】定電流源116と抵抗117の共通接続点122からは、出力端子121から出力される電圧よりも抵抗117の電圧降下分だけ大きい定電圧 $V_I$ が出力される。この電圧 $V_I$ は電圧比較回路161の反転入力端子に与えられる。電圧比較回路161の非反転入力端子は、脈動波検出回路500の出力が与えられる接続点120に接続されている。

【0014】次に、以上のように構成された電流・電圧変換回路の動作について説明する。まず、フォトダイオード9に一定強度の光が入射している場合について説明する。この時、トランジスタ95のコレクタ電流は定電流源93の定電流に等しくなり、よって、トランジスタ95とカレントミラー回路を構成しているトランジスタ102のコレクタ電流も、その定電流と等しくなる。なお、トランジスタ95とトランジスタ102の特性が異なる場合は両トランジスタのコレクタ電流は異なる。

【0015】トランジスタ102のコレクタ電流が一定である場合、演算増幅器OPの入力の1つである接続点120の電圧レベルは、演算増幅器OPの負帰還作用により、もう一方の入力である接続点121の電圧レベル $2V_{BE}$ に等しくなる。つまり、ダイオード接続された3個のトランジスタ104、105、106の直列回路の両端間に電圧 $2V_{BE}$ が印加されることになる。この時、以下の理由により、トランジスタ102の一定のコレクタ電流のほとんどが、トランジスタ103のコレクタ電流として流れる。

【0016】すなわち、電圧 $2V_{BE}$ がトランジスタ104、105、106の直列回路に印加されているので、これらのトランジスタの各々には $(2/3)V_{BE}$ の電圧が印加されることになる。ここで、例えば $V_{BE}=540\text{ mV}$ とすると、トランジスタ104、105、106の各々に印加される電圧は $360\text{ mV}$ となり、電圧 $V_{BE}$ より $180\text{ mV}$ だけ小さい。トランジスタのコレクタ電流

はその対数特性によりベース・エミッタ間電圧の $180\text{ mV}$ の変化に対して $1000$ 倍程度変化する。従って、トランジスタ102のコレクタ電流が一定の場合、トランジスタ104、105、106の直列回路にはトランジスタ118、119を流れる電流の $1/1000$ 程度の電流しか流れない。例えば、トランジスタ118、119に流れる電流が $4\text{ }\mu\text{A}$ あれば、上記直列回路に流れる電流はわずか $4\text{ nA}$ である。トランジスタ102のコレクタ電流も例えば $4\text{ }\mu\text{A}$ であるとすれば、そのほとんどはトランジスタ103を流れることになる。

【0017】次に、フォトダイオード9に入射する光に脈動波やパルスが含まれている場合について説明する。この時、脈動波検出回路500から脈動波やパルスの変動に応じた変化分を含んだ電流が出力され接続点120に与えられるのは前述した通りである。

【0018】トランジスタ103のベースは、コンデンサ115を含む遅延回路を介して演算増幅器OPの出力によりバイアスされている。トランジスタ102のコレクタ電流の急激な変化による接続点120の電位の変化に対し、コンデンサ115の充電電圧はそれほど急激には変化し得ない。従って、トランジスタ103のベースバイアスもほぼ一定に保たれ、このためトランジスタ103は、トランジスタ102のコレクタ電流の増加に対しては高抵抗を、また減少に対しては低抵抗を示す。

【0019】そのため、トランジスタ102のコレクタ電流の増加分は、トランジスタ104、105、106の直列回路に流れ込み、該直列回路の両端には、流れ込む電流の対数に比例する対数圧縮された電圧が発生する。

【0020】フォトダイオード9に入射する光の強度の範囲は、ノイズから区別可能な最小強度から最大強度までの比にして、ざっと数千倍にもわたる。このように入射される光の強度に大きな差があるのは、光源からの光を反射する対象物体までの距離やその反射率によるものである。数千倍にわたる光の強度の違いに対して、トランジスタ102のコレクタ電流も数千倍にわたって変化する。このような電流が対数圧縮特性を有するトランジスタ104、105、106の直列回路に入力されることにより、電源電圧に制限されて飽和してしまうのではない、光強度に応じたアナログ信号として出力される。もし、トランジスタ104、106、107の代わりに固定抵抗を用いたならば、一定強度よりも高い強度の光に対する固定抵抗の出力電圧は、すべて電源電圧にほぼ等しいものになってしまうであろう。

【0021】トランジスタ102のコレクタ電流が減少する場合は、トランジスタ103の内部抵抗が減少し、接続点120の電位が低下する。以上のようにして、トランジスタ102のコレクタ電流が交流成分を含む場合は、接続点120には、交流成分に応じた電位信号が出力される。

## 【0022】

【発明が解決しようとする課題】従来の光電変換回路は以上のように構成されており、コンデンサ94の平滑作用によって選択機能を持たせることにより、脈動波、パルスの如き時間的に変化する成分を含ませた信号光を変化のない定常光から区別して抽出している。従って、信号光以外の交流成分もすべて抽出してしまうという問題点があった。

【0023】この発明は上記のような問題点を解決するためになされたもので、信号光以外の光に対応する交流成分を抽出することなく、信号光に対応する電気信号のみを選択的かつ効果的に抽出することができる光電変換回路を得ることを目的とする。

## 【0024】

【課題を解決するための手段】この発明に係る光電変換回路は、受けた光を電気信号に変換する光電変換手段と、この電気信号を増幅するトランジスタと、このトランジスタによる増幅の前あるいは後の少なくとも一方において前記電気信号の周波数選択を行う並列共振回路とを備えて構成されている。

【0025】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにしてもよい。

【0026】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにしてもよい。

【0027】また、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うようにしてもよい。

【0028】さらに、並列共振回路に並列接続された電圧制限回路をさらに設け、該電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制限するようにしてもよい。

## 【0029】

【作用】この発明においては、光電変換手段により得られた電気信号をトランジスタで増幅するとともに、その増幅の前あるいは後の少なくとも一方において並列共振回路により電気信号の周波数選択を行っているため、並列共振回路の共振周波数の設定により、信号光以外の光に対応する交流成分は除外しつつ、信号光に対応する電気信号だけを選択的に抽出することが可能になり、しかもトランジスタによる増幅との組み合わせによって、抽出を効果的に行うことができる。

【0030】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにすれば、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合をとることが可能になる。

【0031】また、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにすれば、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合を、上記中間タップの場合よりも効果的にとることが可能になる。

【0032】また、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさらに設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うようにすれば、並列共振回路への抽入損失を少なくすることができる。

【0033】さらに、電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制限するようにすれば、並列共振回路の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止することができる。

## 【0034】

【実施例】図1はこの発明の第1実施例を示す回路図である。図において、並列共振回路1は、コイルL1とコンデンサC1よりなる。フォトダイオード9のカソードは電源Vccに、アノードはNチャネルMOSトランジスタ（以下、NMOSトランジスタという）Q1のゲートに各々接続されている。並列共振回路1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。

【0035】周期的に強弱がつけられた信号光（例えば周期的なパルス変調された信号光または、点灯・消灯の周期的な信号光）を含む光が照射されるとフォトダイオード9は該光の強度に応じた光電変換電流を発生する。この光電変換電流には前記信号光に対応した電流の他、信号光以外の光による種々の周波数を有する電流が含まれている。並列共振回路1の共振周波数を信号光の周波数（周期的強弱の周波数）に一致させておく。並列共振回路1は、共振周波数と同一周波数の信号に対してはインピーダンスが無限大（実際は数十kオーム～数百kオーム）となり、共振周波数と同一でない周波数の信号に対しては0（実際は数オーム）となる。そのため、並列共振回路1は、前記信号光に対応する電流に対してのみ実質的に電圧降下を生じさせ、信号光に対応する電圧だけがNMOSトランジスタQ1のゲートに電圧変化として印加される。

【0036】該NMOSトランジスタQ1のゲートは、直流的には、コイルL1によって接地電位が印加されており、この接地電位に前記信号光に対応する電圧変化が重畳されて印加される。なお、該NMOSトランジスタQ1は、ここではディプレッションタイプのものに設定している。従って該NMOSトランジスタQ1のゲート電位の変化、即ち、前記信号光に対応する電圧変化は、NMOSトランジスタQ1のドレインとソース間の反転層を変化させるので、ドレインとソース間に流れる電流を制御することができる。このようにして直流的には、抵抗R2での電圧降下による変化が、電流変化として抵

抗R5に伝えられるので、ここでの直流利得は、 $R5/R2$ で決定されるのに対して、交流的にはコンデンサC2により決定されるR2とC2の合成インピーダンスと抵抗R5の値により、交流利得は $R5/(R2とC2の並列インピーダンス)$ で決定される。このようにして、出力端子200には、直流的に決定された電圧と交流的に決定された電圧とが重畳されて得られる。

【0037】この発明は、光電変換素子にて受光した種々の雑光を含む光のうちから、信号光のみを選択的に抽出するための基本的な手法に関するもので、ここに使用する信号光は光電変換された時、正弦波であることが本質的には必要である。しかし、正弦波でなくとも、抽出すべき信号光に、一定の周期性を持つ成分を含ませる

(例えば周期的なパルス変調された信号光とする)ことにより、並列共振回路1を通すことで、選択特性を向上させることが可能になる。

【0038】図2はこの発明に係る光電変換回路の第2実施例を示す回路図である。図1に示した回路との相違点は、並列共振回路1を抵抗R5の部分に置き換え、さらに抵抗R1を並列共振回路1の部分に置き換えたことである。抵抗R1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。並列共振回路1は電源 $V_{cc}$ と出力端子200の間に接続されている。NMOSトランジスタQ1は、ゲートがフォトダイオード9のアノードと抵抗R1の共通接続点に、ドレインが出力端子200に各々接続され、ソースが抵抗R2とコンデンサC2の並列接続を介して接地されている。

【0039】抵抗R1は、フォトダイオード9が発生する光電変換電流を電圧に変換しNMOSトランジスタQ1のゲートに与える。NMOSトランジスタQ1は、増幅された光電変換電流を並列共振回路1に流す。並列共振回路1は信号光に対応する電流に対してのみ実質的に電圧降下を生じさせ、その結果、信号光に対応する電圧信号のみが出力端子200に得られる。抵抗R2、コンデンサC2は直流成分に対しては抵抗R2の抵抗値を示し、交流成分に対してはコンデンサC2の容値を主として抵抗R2とコンデンサC2の並列合成インピーダンスで交流抵抗(インピーダンス)が決定される。

【0040】この実施例では、光電変換電流をNMOSトランジスタQ1を介して並列共振回路1に与えているので、図1のように直接に並列共振回路1に与える場合に比較して、次のような利点がある。

【0041】NMOSトランジスタQ1のゲートに含まれる寄生容量が、図1の場合では、等価的にコンデンサC1に並列に接続されるため、並列共振回路1の共振周波数が低い方へシフトするが、図2の場合は、並列共振回路1の共振周波数は変化しない。

【0042】さらに、直流成分に対しては並列共振回路1のインピーダンスは等価的に0であるため、(コイルL1のインピーダンス(数オーム))÷(抵抗R2の抵

抗値)はほとんど0となり、利得はない。共振していない交流成分に対しては(並列共振回路1のインピーダンス(数オーム))÷(コンデンサC2のインピーダンス(数十オーム))<1となり、減衰される。共振しており、NMOSトランジスタQ1の増幅率を無限大とした場合、(並列共振回路1のインピーダンス(数十kオーム))÷(コンデンサC2のインピーダンス(数+オーム))=(数千倍)の利得が得られるが、実際にはNMOSトランジスタQ1の増幅率は有限であるので、利得は数百倍が限度である。

【0043】以上のように、この実施例によれば、少ない部品点数で良好な周波数選択効果と増幅効果とが得られる。

【0044】図3はこの発明の第3実施例を示す回路図である。図1に示した回路との相違点は、コンデンサC3、抵抗R1、R3を設けたことである。抵抗R1はフォトダイオード9のアノードと接地との間に接続されている。フォトダイオード9と抵抗R1の共通接続点はコンデンサC3を介してNMOSトランジスタQ1のゲートに接続されている。コンデンサC3とNMOSトランジスタQ1のゲートとの共通接続点は並列共振回路1を介して接地されている。NMOSトランジスタQ1のソースは抵抗R3を介して接地に、ドレインは電源 $V_{cc}$ に各々接続されている。

【0045】フォトダイオード9からの光電変換電流は抵抗R1で電圧に変換される。この電圧はコンデンサC3による容量結合を介して並列共振回路1に与えられる。並列共振回路1のインピーダンスは、該電圧に含まれる直流成分や共振並列回路1の共振周波数と共振していない交流成分に対しては数オームになる。そのため、直流成分および非共振交流成分は接地へ抜ける。一方、共振周波数と同一周波数の交流成分に対する並列共振回路1のインピーダンスは数十~数百kオームとなり、該交流成分はNMOSトランジスタQ1のゲートに与えられる。NMOSトランジスタQ1はゲート入力電圧に応じた電流(すなわち信号光のみに対応する光電変換電流が増幅された電流)を抵抗R3に流す。抵抗R3は電圧降下を生じ、出力端子200には低インピーダンスな出力電圧を得ることができる。

【0046】また、この回路の後段に低入力インピーダンスな回路が接続される場合には、NMOSトランジスタQ1は、バッファ・アンプ(緩衝増幅器)として機能させることができる。

【0047】以上のように、この実施例によれば、部品点数が少なく周波数選択効果が得られ、かつ、NMOSトランジスタQ1により、バッファ効果が得られるとともに、低インピーダンス出力を得ることができる。

【0048】図4はこの発明の第4実施例を示す回路図である。図2に示した第2実施例と図3に示した第3実施例とを組み合わせたものとなっている。コイルL20

およびコンデンサC20より成る並列共振回路2が図2の第2実施例の並列共振回路1に相当する。

【0049】この実施例では、少ない部品点数で、並列共振回路1による周波数選択効果と、NMOSトランジスタQ2、並列共振回路2による増幅および周波数選択効果とが得られる。2段階で周波数選択を行うため、選択性がさらに向上する。また、並列共振回路1、2の共振周波数を若干ずらしスタガ同調させることにより共振周波数の帯域幅を広げることができる。

【0050】図5はこの発明の第5実施例を示す回路図である。この実施例では図2に示した第1実施例を変形し、出力端子200への出力をコイルL1の中間タップより取り出すようにしている。

【0051】この実施例によれば、第2実施例の効果を奏するのは勿論のこと、次段に接続する負荷に対してインピーダンス整合をとることができるので、エネルギー損失を防止することができるという効果や、次段に接続する負荷インピーダンスの影響を軽減させることにより並列共振回路1のQの低下を防止し、結果として共振周波数での選択特性を良好（シャープ）にすることができるという効果が得られる。

【0052】図6はこの発明の第6実施例を示す回路図である。図5に示した第5実施例では中間タップを介して出力を取り出したが、この実施例では2次コイルL30を介して出力を取り出すようにしている。第5実施例よりさらに効果的にインピーダンス整合をとることが可能になる。

【0053】図7はこの発明の第7実施例を示す回路図である。図2の第2実施例との相違点は、新たに波形整形回路400を設けたことである。波形整形回路400は、NMOSトランジスタQ1のゲートと、フォトダイオード9、抵抗R1の共通接続点との間に接続されている。波形整形回路400は抵抗R4とコンデンサC4の積分回路よりなる。抵抗R4はNMOSトランジスタQ1のゲートと、フォトダイオード9、抵抗R1の共通接続点の間に接続され、コンデンサC4はNMOSトランジスタQ1のゲートと接地の間に接続されている。その他の構成は第1実施例と同様である。

【0054】例えば信号光が周期的なパルス変調されたものであるとき、信号光に対応して抵抗R1により発生される電圧は方形波となる。方形波は幾種類もの周波数を有する正弦波で構成されており、その中には特に方形波の立ち上がり、立ち下がり部分に対応した高調波が存在する。この高調波成分を波形整形回路400により除去し、信号波形をできるだけ正弦波に近づけた上で並列共振回路1に供給する。このようにすると、並列共振回路1への抽入損失を低減できるので、第1実施例での増幅および周波数選択効果をさらに高めることができる。

【0055】図8はこの発明の第8実施例を示す回路図である。この実施例では図6の第6実施例のコイルL30の代りにコイルL40、並列共振回路2を設けている。並列共振回路1のコイルL1と並列共振回路2のコイルL20は、コイルL40を介して接続されている。並列共振回路を2段階構成に設けることにより共振周波数での選択特性が良くなる。また次段に接続する負荷に対してインピーダンス整合をとることが可能であるので、図5や図6の実施例と同様の効果を奏する。さらに、並列共振回路1、2およびコイルL40は複同調結合回路を構成するので、スタガ同調を取ることにより共振周波数の帯域幅を広げることができる。

【0056】図9はこの発明の第9実施例を示す回路図である。図8の第8実施例のコイルL40の代りに、カップリングコンデンサC10で並列共振回路1と並列共振回路2を接続し、並列共振回路2のコイル20に対し2次コイルを設けて出力をインピーダンス整合により取り出している。このような構成にしても第8実施例と同様の効果がある。

【0057】図10はこの発明の第10実施例を示す回路図である。この実施例による回路は、図3の第3実施例の並列共振回路1、コンデンサC3の接続位置を、NMOSトランジスタQ1によるバッファアンプの入力側から出力側に変えたものとなっている。すなわち、並列共振回路1を出力端子200と接地の間に接続し、コンデンサC3を出力端子200とNMOSトランジスタQ1、抵抗R3の共通接続点との間に接続している。第2実施例では並列共振回路1を通過させた後、NMOSトランジスタQ1によりバッファして出力しているが、この実施例ではNMOSトランジスタQ1でバッファした後、並列共振回路1を通過させるようにしている。このような構成にしても第2実施例と同様の効果がある。

【0058】図11はこの発明の第11実施例を示す回路図である。図2の第2実施例におけるNMOSトランジスタQ1をNPNバイポーラトランジスタQ2に変え、カップリングコンデンサC30を介して与えられる電圧を、抵抗R20、R30でバイアスされたトランジスタQ2のベースに印加するようにしている。このような構成にしても第2実施例と同様の効果がある。なお他の実施例においてもMOSトランジスタを適宜バイポーラトランジスタに変更し得るのは勿論である。

【0059】一方、図12はこの発明の第12実施例の一部の回路図である。

【0060】図12に示すように、図1ないし図11における並列共振回路1（あるいは2）に並列に、アノードが互いに接続された2個のダイオード15a、15bからなる電圧制限回路15を接続している。

【0061】即ち、上記したように、並列共振回路1はその共振周波数と同じ周波数の電流に対しては高インピーダンスとなり、異なる周波数の電流に対しては低イン



ピーダンスとなり、このときのインピーダンス変化は並列共振回路1のQによって決定されるが、Qが大きい場合には、共振時における並列共振回路1の両端間電圧は非常に大きな値になる。

【0062】従って、並列共振回路1に対して図12に示すような電圧制限回路15を並列に設けることにより、並列共振回路1の発生電圧を適度なレベルに制限することが可能になり、並列共振回路1の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止することができる。

【0063】このとき、ダイオードの順方向電圧を $V_F$ 、逆方向ブレイクダウン電圧を $BV_R$ とすると、電圧制限回路15により並列共振回路1の発生電圧は $V_L (=V_F + BV_R)$ に制限される。

【0064】つぎに、図13ないし図20はこの発明の第13ないし第20実施例の一部の回路図であり、図12における電圧制限回路の変形例である。

【0065】図13においては、互いに逆方向に並列に接続された2個のダイオード16a、16bにより電圧制限回路16を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $V_F$ に制限される。

【0066】図14においては、抵抗17aとこれにカソードが接続されたダイオード17bとにより電圧制限回路17を構成しており、このとき抵抗17aによる電圧降下分を $V_R$ とすると、並列共振回路1の発生電圧は $V_{L1} (=V_R + V_F)$ 又は $V_{L2} (=V_R + BV_R)$ に制限される。

【0067】また、図15においては、電圧制限回路を抵抗18により構成し、図16においては、電圧制限回路をダイオード19により構成しており、図15の場合、並列共振回路1の発生電圧は抵抗18の電圧降下分である $V_R$ に制限され、図16の場合、並列共振回路1の発生電圧はダイオード19の順方向電圧 $V_F$ 又は逆方向ブレイクダウン電圧 $BV_R$ に制限される。

【0068】一方、図17においては、4個のダイオード20a、20b、20c、20dを設け、ダイオード20aのアノードとダイオード20bのカソードを接続し、ダイオード20b、20cのアノードを互いに接続し、ダイオード20cのカソードとダイオード20dのアノードを接続して電圧制限回路20を構成しており、このような電圧制限回路20により、並列共振回路1の発生電圧は $V_L (=2V_F + 2BV_R)$ に制限される。

【0069】さらに、図18においては、順方向に接続された3個のダイオード21a、21b、21cの直列回路と、同様に順方向に接続された3個のダイオード21d、21e、21fの直列回路とを、互いに逆方向に並列接続して電圧制限回路21を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $3V_F$ 又は $3BV_R$ に制限される。

【0070】また、図19に示すように、図18におけ

るダイオード21a、21bのアノードそれぞれと、ダイオード21d、21eのカソードそれぞれとを接続して電圧制限回路22を構成してもよく、このときの並列共振回路1の発生電圧は図19の場合と同様に $3V_F$ 又は $3BV_R$ に制限される。

【0071】さらに、図20においては、互いに逆方向に並列接続された2個のダイオード23a、23bの逆並列回路と、同様の2個のダイオード23c、23dの逆並列回路とを抵抗23eにより接続して電圧制限回路23を構成しており、このとき並列共振回路1の発生電圧は $V_{L3} (=2V_F + V_R)$ 又は $V_{L4} (=2BV_R + V_R)$ に制限される。

【0072】なお、上記各実施例では光電変換素子としてフォトダイオードを用いた場合について説明したが、光電変換素子は特にこれに限るものではなく、フォトトランジスタ、太陽電池など光により起電力を発生するものであればよい。

【0073】

【発明の効果】この発明は以上説明したように構成されているので、次に述べるような種々の効果を奏する。

【0074】請求項1の光電変換回路によれば、光電変換手段により得られた電気信号をトランジスタで増幅するとともに、その増幅の前あるいは後の少なくとも一方において並列共振回路により電気信号の周波数選択を行うようにしたので、並列共振回路の共振周波数の設定により、信号光以外の光に対応する交流成分は除外しつつ、信号光に対応する電気信号だけを選択的に抽出することが可能になり、しかもトランジスタによる増幅との組み合わせによって、抽出を効果的に行うことができるという効果がある。

【0075】また、請求項2の光電変換回路によれば、トランジスタによる増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに中間タップを設け、該中間タップを介して出力信号を導出するようにしたので、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合をとることが可能になる。その結果、エネルギー損失を防止することができるという効果や、次段に接続する負荷インピーダンスの影響を軽減させることにより並列共振回路のQの低下を防止し、結果として共振周波数での選択特性を良好にすることができるという効果がある。

【0076】また、請求項3の光電変換回路によれば、トランジスタ増幅の後の電気信号の周波数選択を行う並列共振回路のコイルに2次コイルを設け、該2次コイルを介して出力信号を導出するようにしたので、次段に接続される負荷とのインピーダンス整合を、請求項2の中間タップの場合よりも効果的にとることが可能になり、請求項2の効果を増大させることができるという効果がある。

【0077】また、請求項4の光電変換回路によれば、電気信号を正弦波に近づけるための波形整形回路をさら

に設け、該波形整形回路により波形整形した後、並列共振回路により周波数選択を行うようにしたので、並列共振回路の除去すべきエネルギーを低減させ、並列共振回路への抽入損失を少なくすることができる。その結果、並列共振回路による周波数選択をさらに効率的に行うことができるという効果がある。

【0078】さらに、請求項5の光電変換回路によれば、電圧制限回路により並列共振回路の両端間電圧を制限するようにしたので、並列共振回路の発生電圧が過大になることによる誤動作や回路素子の破損等を防止することができるという効果がある。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係る光電変換回路の第1実施例を示す回路図である。

【図2】この発明に係る光電変換回路の第2実施例を示す回路図である。

【図3】この発明に係る光電変換回路の第3実施例を示す回路図である。

【図4】この発明に係る光電変換回路の第4実施例を示す回路図である。

【図5】この発明に係る光電変換回路の第5実施例を示す回路図である。

【図6】この発明に係る光電変換回路の第6実施例を示す回路図である。

【図7】この発明に係る光電変換回路の第7実施例を示す回路図である。

【図8】この発明に係る光電変換回路の第8実施例を示す回路図である。

【図9】この発明に係る光電変換回路の第9実施例を示す回路図である。

【図10】この発明に係る光電変換回路の第10実施例を示す回路図である。

【図11】この発明に係る光電変換回路の第11実施例を示す回路図である。

【図12】この発明に係る光電変換回路の第12実施例の一部の回路図である。

【図13】この発明に係る光電変換回路の第13実施例の一部の回路図である。

【図14】この発明に係る光電変換回路の第14実施例の一部の回路図である。

【図15】この発明に係る光電変換回路の第15実施例の一部の回路図である。

【図16】この発明に係る光電変換回路の第16実施例の一部の回路図である。

【図17】この発明に係る光電変換回路の第17実施例の一部の回路図である。

【図18】この発明に係る光電変換回路の第18実施例の一部の回路図である。

【図19】この発明に係る光電変換回路の第19実施例の一部の回路図である。

【図20】この発明に係る光電変換回路の第20実施例の一部の回路図である。

【図21】従来の光電変換回路を示す回路図である。

【符号の説明】

1 並列共振回路

9 フォトダイオード

フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

// H 0 1 L 31/10